

# 证 明

本证明之附件是向本局提交的下列专利申请副本

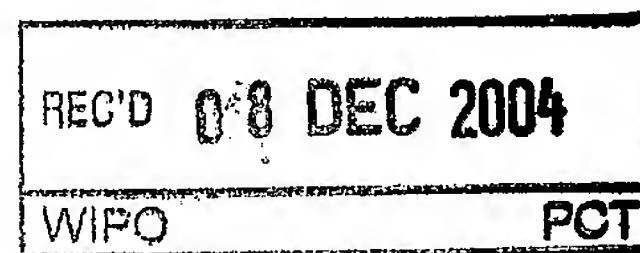
PCT/IB04/52631

申 请 日: 2003. 12. 05

申 请 号: 2003101197841

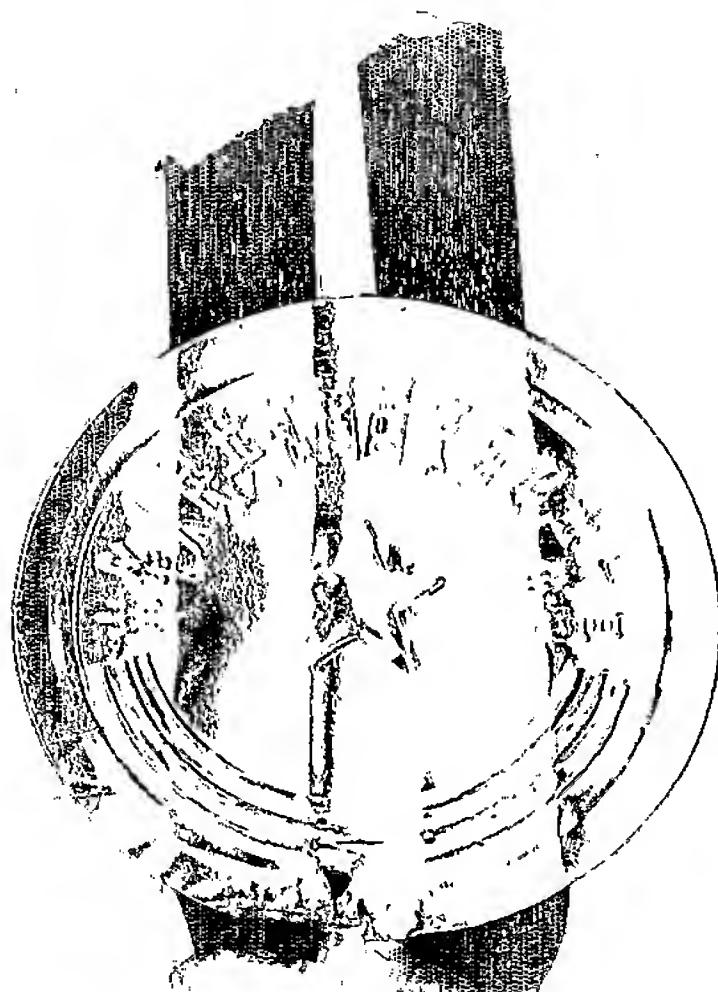
申 请 类 别: 发明

发明创造名称: 一种用于无线通信体系的噪声方差估算方法及装置



申 请 人: 皇家飞利浦电子股份有限公司

发明人或设计人: 李焱、徐绿洲、李岳衡



PRIORITY  
DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

中华人民共和国  
国家知识产权局局长

王景川

2004 年 10 月 11 日

## 权 利 要 求 书

1、一种在一个用户终端中执行的噪声方差估算方法，包括步骤：

(a)接收来自基站的经由至少一个传输路径传输的包含训练序列和噪声向量的信号向量；

(b)根据该信号向量，估算各个传输路径的信道冲击响应，以构成一个信道冲击响应矩阵；

(c)若该信道冲击响应在该训练序列的特定时间长度内基本保持不变，则根据该信道冲击响应矩阵和该信号向量，计算该信号向量的噪声方差。

2、如权利要求 1 所述的方法，其中所述特定时间长度是所述训练序列的时间长度。

3、如权利要求 2 所述的方法，其中，步骤(c)包括：

(c1)根据所述信道冲击响应矩阵和所述信号向量，估算所述信号向量所包含训练序列的最大似然估计值；

(c2)根据该训练序列的最大似然估计值和所述训练序列的已知值，计算所述信号向量所包含噪声向量的估计值；

(c3)根据该噪声向量的估计值和所述信道冲击响应矩阵，计算所述信号向量的噪声方差。

4、如权利要求 3 所述的方法，其中步骤(c3)按照下式计算所述信号向量的噪声方差：

$$\sigma^2 \approx (n^H n') / \text{trace}\{(H^H H)^{-1}\}$$

其中：

$\sigma^2$  是所述信号向量的噪声方差；

$n'$  是所述信号向量所包含噪声向量的估计值；

$H$  是所述信道冲击响应矩阵，上标  $H$  表示复共轭转置；

$trace\{\cdot\}$ 表示求矩阵的迹。

5、如权利要求 3 或 4 所述的方法，其中，还包括步骤：

把所述信号向量的噪声方差与先前时隙计算得到的噪声方差进行相加求平均，并将得到的平均噪声方差作为所述信号向量的噪声方差。

6、一种噪声方差估算装置，包括：

一个接收单元，用于接收来自基站的经由至少一个传输路径传输的包含训练序列和噪声向量的信号向量；

一个信道估算单元，用于根据该信号向量，估算各个传输路径的信道冲击响应，以构成一个信道冲击响应矩阵；

一个计算单元，用于若该信道冲击响应在该训练序列的特定时间长度内基本保持不变，则根据该信道冲击响应矩阵和该信号向量，计算该信号向量的噪声方差。

7、如权利要求 6 所述的装置，其中所述特定时间长度是所述训练序列的时间长度。

8、如权利要求 7 所述的装置，其中所述计算单元包括：

一个均衡单元，用于根据所述信道冲击响应矩阵和所述信号向量，估算所述信号向量所包含训练序列的最大似然估计值；

一个噪声估计单元，用于根据该训练序列的最大似然估计值和所述训练序列的已知值，计算所述信号向量所包含噪声向量的估计值；

一个噪声功率计算单元，用于根据该噪声向量的估计值，计算该噪声向量的估计值的功率；

一个噪声功率校正单元，用于根据该计算的噪声向量的估计值的功率，以及所述信道冲击响应矩阵，计算所述信号向量的噪声方差。

9、如权利要求 8 所述的装置，其中所述噪声功率校正单元按照下式计算所述信号向量的噪声方差：

$$\sigma^2 \approx (n^H n') / \text{trace}\{(H^H H)^{-1}\}$$

其中：

$\sigma^2$  是所述信号向量的噪声方差；

$n'$  是所述信号向量所包含噪声向量的估计值， $n^H n'$  是所述噪声向量的估计值的功率；

$H$  是所述信道冲击响应矩阵，上标  $H$  表示复共轭转置；

$\text{trace}\{\cdot\}$  表示求矩阵的迹。

10、一种用户终端，包括：

一个接收单元，用于接收来自基站的经由至少一个传输路径传输的包含训练序列和噪声向量的信号向量；

一个信道估算单元，用于根据该信号向量，估算各个传输路径的信道冲击响应，以构成一个信道冲击响应矩阵；

一个噪声方差估算单元，用于若该信道冲击响应在该训练序列的特定时间长度内基本保持不变，则根据该信道冲击响应矩阵和该信号向量，计算该信号向量的噪声方差；

一个数据检测单元，用于根据该计算的信号向量的噪声方差，对所接收的信号向量进行检测，以得到需要的信号。

11、如权利要求 10 所述的用户终端，其中所述特定时间长度是所述训练序列的时间长度。

12、如权利要求 11 所述的用户终端，其中所述噪声方差估算单元包括：

一个均衡单元，用于根据所述信道冲击响应矩阵和所述信号向量，估算所述信号向量所包含训练序列的最大似然估计值；

一个噪声估计单元，用于根据该训练序列的最大似然估计值和所述训练序列的已知值，计算所述信号向量所包含噪声向量的估计值；

一个噪声功率计算单元，用于根据该噪声向量的估计值，计算该

03·12·05

8

噪声向量的估计值的功率；

一个噪声功率校正单元，用于根据该计算的噪声向量的估计值的功率，以及所述信道冲击响应矩阵，计算所述信号向量的噪声方差。

13、如权利要求 12 所述的用户终端，其中所述噪声功率校正单元按照下式计算所述信号向量的噪声方差：

$$\sigma^2 \approx (n'^H n') / \text{trace}\{(H^H H)^{-1}\}$$

其中：

$\sigma^2$  是所述信号向量的噪声方差；

$n'$  是所述信号向量所包含噪声向量的估计值， $n'^H n'$  是所述噪声向量的估计值的功率；

$H$  是所述信道冲击响应矩阵，上标  $H$  表示复共轭转置；

$\text{trace}\{\cdot\}$  表示求矩阵的迹。

## 说 明 书

### 一种用于无线通信体系的噪声方差估算方法及装置

#### 技术领域

本发明涉及一种用于无线通信体系的噪声方差估算方法及装置，尤其涉及一种利用训练序列进行噪声方差估算的方法及装置。

#### 技术背景

CDMA（码分多址）是一种在 FDMA（频分多址）和 TDMA（时分多址）之后发展起来的新型的无线通信技术。在 CDMA 无线通信技术中，不同的用户终端被分配不同的相互正交的扩频码，由不同用户终端发送的采用不同扩频码扩频处理的信号，可以在同一频带上传输。

在 1997 年的 VTC（车辆技术会议）期刊上由 A.Klein 撰写的论文 “Data Detection Algorithms Specially Designed For The Downlink of CDMA Mobile Radio Systems（特别为 CDMA 移动无线体系的下行链路设计的数据检测算法）” 提出了一种 CDMA 下行链路的传输模型。该 CDMA 下行链路的传输模型如图 1 所示。由图 1 可见，为了将信号向量  $\underline{d}^{(1)}、\dots、\underline{d}^{(k)}、\dots、\underline{d}^{(K)}$ （其中，信号向量  $\underline{d}^{(k)}$  ( $k=1\dots K$ ) 由  $N$  个复数元素构成）分别发送给用户终端  $1、\dots、k、\dots、K$ ，基站 200 首先使用分配给用户  $1、\dots、k、\dots、K$  的扩频码  $\underline{c}_d^{(1)}、\dots、\underline{c}_d^{(k)}、\dots、\underline{c}_d^{(K)}$  分别对信号向量  $\underline{d}^{(1)}、\dots、\underline{d}^{(k)}、\dots、\underline{d}^{(K)}$  进行扩频，然后将经过扩频的信号向量  $\underline{d}^{(1)}、\dots、\underline{d}^{(k)}、\dots、\underline{d}^{(K)}$  合并成信号向量  $\underline{s}_d$  并经由相同的信道 210 同时发送给各个相应的用户终端 220。假设信号向量  $\underline{s}_d$  经过多个传输路径到达用户终端  $k$  ( $k=1\dots K$ )，并且每个传输路径的信道冲击响应分别为  $\underline{h}_{d(i)}^{(k)}$  ( $i=1、2、\dots$ )，则用户终端  $k$  收到的信号向量  $\underline{e}_d^{(k)}$  可以由等式（1）描述：

$$e_d^{(\kappa)} = \underline{H}_d^{(\kappa)} \underline{C}_d \underline{d} + \underline{n}_d^{(\kappa)} = \underline{H}_d^{(\kappa)} \underline{s}_d + \underline{n}_d^{(\kappa)} \quad (1)$$

在上式中,  $\underline{H}_d^{(\kappa)}$  是由各个传输路径的信道冲击响应  $\underline{h}_{d(i)}^{(\kappa)}$  ( $i=1, 2, \dots$ ) 构成的信道冲击响应矩阵,  $\underline{C}_d$  是由扩频码  $\underline{c}_d^{(1)}, \dots, \underline{c}_d^{(k)}, \dots, \underline{c}_d^{(K)}$  构造得到的扩频码矩阵 ( $\underline{H}_d^{(\kappa)}$  和  $\underline{C}_d$  的具体构造方法参见上述由 A.Klein 撰写的论文),  $\underline{d} = (\underline{d}^{(1)T}, \dots, \underline{d}^{(k)T}, \dots, \underline{d}^{(K)T})^T$ ,  $[.]^T$  表示矩阵转置,  $\underline{s}_d$  表示对  $\underline{d}$  进行扩频合并后得到的信号向量并且  $\underline{s}_d = \underline{C}_d \underline{d}$ ,  $\underline{n}_d^{(\kappa)}$  是噪声向量。

由等式 (1) 可以看出, 接收信号向量  $e_d^{(\kappa)}$  中不但包含用户终端  $\kappa$  想接收的信号向量  $\underline{d}^{(\kappa)}$ , 还包括基站发送给其他用户终端的信号向量和噪声向量。

为了使用户终端  $\kappa$  能从接收信号向量  $e_d^{(\kappa)}$  中以最小误差获取基站发送给它的信号向量  $\underline{d}^{(\kappa)}$ , 人们提出了许多信号接收方法。在 1999 年的 VTC (车辆技术会议) 期刊上由 Kimmo Kettunen 发表的论文 “Iterative Multiuser Receiver/Decoders With Enhanced Variance Estimation (具有增强方差估算的迭代多用户接收机/解码器)”, 以及在 1996 年 5 月的 IEEE Transaction on Vehicular Technology 第 45 期第 276-287 页上由 A.Klein 发表的论文 “Zero Forcing and Minimum Mean-Square-Error Equalization for Multiuser Detection in Code-Division multiple-access channels (用于码分多址信道的迫零和最小均方差均衡)” 对这些信号接收方法进行了描述。从这些信号接收方法的描述可知, 它们全部都依赖信道信息 (即: 噪声方差) 从接收信号向量中获取欲接收的信号向量, 因此为了最小误差的获取欲接收的信号向量, 需要计算精确的噪声方差 (noise variance)。

为了获得比较精确的噪声方差, 人们提出了各种噪声估算方法。比如, 在 1997 年 4 月 Proc.Of ITC'97 第 173-178 页上由 M.Reed 和 J.Asenstorfer 共同发表的论文 “a novel variance estimator for turbo-code decoding (一种用于 turbo 码解码的新的方差估算器)”, 提出的一种用于 AWGN 信道的传统的方差估算技术, 美国国家专利公开号为 US20020110199、发明名称为 “Method for Noise Energy Estimation in

TDMA Systems (在 TDMA 体系中用于噪声能量估算的方法)”提出的用于消除多径干扰的瑞克 (RAKE) 技术, 此外还有一些使用训练序列的卷积处理来计算噪声方差的噪声估算方法。所述的这些噪声估算方法都能满足第二代无线通信体系对噪声方差的精度要求。

但是, 在第三代无线通信体系中, 信号接收方法要求更加精确的噪声方差, 比如, 用于第三代无线通信体系的关键技术多用户检测方法和 turbo 码解码方法就要求非常精确的噪声方差, 而现有的噪声估算方法不能满足第三代无线通信体系对噪声方差的精度要求。

## 发明内容

本发明的一个目的是提供一种用于无线通信体系的噪声方差估算方法及装置。在该噪声方差估算方法及装置中, 使用训练序列来计算噪声方差, 以得到精度很高的噪声方差。

按照本发明的一种在一个用户终端中执行的噪声方差估算方法, 包括步骤: 接收来自基站的经由至少一个传输路径传输的包含训练序列和噪声向量的信号向量; 根据该信号向量, 估算各个传输路径的信道冲击响应, 以构成一个信道冲击响应矩阵; 若该信道冲击响应在该训练序列的特定时间长度内基本保持不变, 则根据该信道冲击响应矩阵和该信号向量, 计算该信号向量的噪声方差。

## 附图简述

图 1 是常规 CDMA 下行链路的传输模型;

图 2 是本发明的噪声方差估算方法的流程图;

图 3 是应用本发明一个实施例的噪声方差估算装置的用户终端的模块方框图;

图 4 是本发明一个实施例的噪声方差估算装置的模块方框图。

## 发明详述

下面以 TD-SCDMA 为例，详细说明本发明的一个实施例。

在 TD-SCDMA 中，基站在相应时隙中向各个用户终端发送信号向量。根据 TD-SCDMA 的时隙格式，基站在时隙中向每个用户终端发送的信号向量由训练序列和经过扩频的用户信号构成。

对于分配在相同时隙的用户终端，基站首先把向每个用户终端发送的信号向量进行合并得到合并信号向量，然后在该时隙中将该合并信号向量向各个用户终端发送。所述的合并信号向量也由用户信号和训练序列两部分构成，其中，该合并信号向量的用户信号由向每个用户终端发送的信号向量中的经过扩频的用户信号合并得到，而该合并信号向量的训练序列由向每个用户终端发送的信号向量中的训练序列合并得到。

驻留在一个小区中的各个用户终端所分配的训练序列通过相同的基本训练序列经过不同的移位得到，因此该合并信号向量的训练序列可以看作是基本训练序列。又由于各个用户终端在小区搜索过程中就已经获取该小区使用的基本训练序列，所以基站在时隙中发送的训练序列对各个用户终端来说是已知的。

假设基站在一个时隙中所发送的信号向量包含的训练序列经由至少一个传输路径到达一个用户终端，该用户终端在该时隙收到的由所述训练序列和噪声向量  $n$  构成的信号向量为  $r$ ，并且所述训练序列的已知值为  $s$ ，则根据等式 (1)，信号向量  $r$  可由下式表示：

$$r = Hs + n \quad (2)$$

其中， $H$  是由在该用户终端与基站之间的各个传输路径的信道冲撞性响应构成的信道冲撞性矩阵。

根据在 1993 年 11/12 月的 Frequenz 第 47 期第 292-298 页上由 B.Steiner 和 P.W.Baier 撰写的论文“Low Cost Channel Estimation in the uplink receiver of CDMA mobile radio systems (在 CDMA 移动无线系统的上行链路接收机中的低成本信道估计)”所提出的信道估计方法，信号向量  $r$  所包含的训练序列的最大似然估计值(the maximum likelihood estimate)  $\hat{s}$  可以由下式描述：

$$\hat{s} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} = s + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} = s + \mathbf{n}' \quad (3)$$

在上式中, 上标<sup>H</sup>表示复共轭转置。

由等式(3), 根据信号向量 $\mathbf{r}$ 所包含训练序列的已知值 $s$ , 可以很容易计算信号向量 $\mathbf{r}$ 所包含噪声向量 $\mathbf{n}$ 的估计值 $\mathbf{n}'$ :

$$\mathbf{n}' = \hat{s} - s = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad (4)$$

信号向量 $\mathbf{r}$ 所包含噪声向量 $\mathbf{n}$ 的估计值 $\mathbf{n}'$ 的协方差矩阵为:

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H\} &= E\{(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \cdot \mathbf{n}^H \mathbf{H} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}\} \\ &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H E\{\mathbf{n} \mathbf{n}^H\} \mathbf{H} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \\ &= \sigma^2 (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $E\{\cdot\}$ 是执行期望值运算。对等式(5)的两边执行求矩阵迹(trace)的操作, 就可以得到信号向量 $\mathbf{r}$ 所包含的噪声向量 $\mathbf{n}$ 的估计值 $\mathbf{n}'$ 的平均方差 $\bar{\sigma}_n^2$ :

$$\bar{\sigma}_n^2 = \sigma^2 \cdot \text{trace}\{(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}\} / N \quad (6)$$

在上式中,  $N$ 是信号向量 $\mathbf{r}$ 所包含的训练序列的码片长度, 操作符 $\text{trace}(\cdot)$ 是求矩阵迹的操作,  $\sigma^2$ 是需要估计的信号向量 $\mathbf{r}$ 的噪声方差。

信号向量 $\mathbf{r}$ 所包含噪声向量 $\mathbf{n}$ 的估计值 $\mathbf{n}'$ 的平均方差 $\bar{\sigma}_n^2$ 按照常规的方法计算是比较麻烦的。事实上, 如果在信号向量 $\mathbf{r}$ 所包含训练序列的时间长度内的信道可以被认为是不变的, 则噪声向量 $\mathbf{n}$ 的估计值 $\mathbf{n}'$ 的平均方差 $\bar{\sigma}_n^2$ 可以近似为噪声向量 $\mathbf{n}$ 的估计值 $\mathbf{n}'$ 中所有元素的均方值, 因此, 需要估计的信号向量 $\mathbf{r}$ 的噪声方差 $\sigma^2$ 可以由等式(7)表示:

$$\sigma^2 \approx (\mathbf{n}'^H \mathbf{n}') / \text{trace}\{(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}\} \quad (7)$$

为了进一步提高估算性能, 可以把该时隙利用等式(7)计算得到的信号向量 $\mathbf{r}$ 的噪声方差 $\sigma^2$ 和以前各个时隙利用等式(7)已经计算得到噪声方差 $\sigma^2$ 进行相加求平均, 并把得到平均噪声方差作为该

时隙信号向量  $r$  的噪声方差  $\sigma^2$ 。

上述就是本发明的使用训练序列计算噪声方差的原理。

下面结合图 2，详细描述本发明的噪声方差估算方法。

首先，用户终端在一个时隙中接收来自基站的经由至少一个传输路径传输的包含训练序列和噪声向量的信号向量（步骤 S10）。

其次，用户终端根据所述信号向量估算各个传输路径的信道冲击响应，并由估算得到的各个传输路径的信道冲击响应构成一个信道冲击响应矩阵  $H$ （步骤 S20）。

然后，用户终端根据所述信号向量和所述信道冲击响应矩阵，使用等式（3）估算所述信号向量所包含的训练序列的最大似然估计值  $\hat{s}$ （步骤 S30）。

接着，用户终端根据所述信号向量所包含训练序列的最大似然估计值  $\hat{s}$  和训练序列的已知值，使用等式（4）计算所述信号向量所包含噪声向量的估计值  $n'$ （步骤 S40）。其中，所述信号向量所包含训练序列的已知值由用户终端在小区搜索过程中获取。

之后，用户终端根据所述信号向量所包含噪声向量的估计值  $n'$  和所述信道冲击响应矩阵  $H$ ，使用等式（7）计算所述信号向量的噪声方差  $\sigma^2$ （步骤 S50）。其中，可以先根据计算得到的该噪声向量的估计值  $n'$ ，使用等式  $p_n^2 = (n')^H (n')$  计算噪声向量的估计值  $n'$  的功率  $p_n^2$ ；再计算矩阵  $((H^H H)^{-1})$  的迹  $cf$ ，即  $cf = \text{trace}((H^H H)^{-1})$ ；最后根据该噪声向量的估计值  $n'$  的功率  $p_n^2$  以及计算得到的迹  $cf$ ，使用等式  $\sigma^2 = p_n^2 / cf$ ，即：等式（7），计算噪声方差  $\sigma^2$ 。

最后，用户终端把该时隙利用等式（7）计算得到的所述信号向量的噪声方差  $\sigma^2$  和以前各个时隙利用等式（7）已经计算得到的噪声方差  $\sigma^2$  进行相加求平均，并把得到平均噪声方差作为该时隙所述信号向量的噪声方差  $\sigma^2$ （步骤 S60）。

下面结合图 3 和图 4，详细描述本发明的噪声方差估算装置。

图 3 是一种应用本发明的噪声方差估算装置的用户终端的模块

方框图。如图 3 所示，在用户终端与基站进行通信之前的小区搜索过程中，小区搜索单元 40 获取该用户终端所驻留小区使用的基本训练序列  $s$ 。在用户终端与基站进行通信时，用户终端的天线在一个时隙中收到的信号向量  $Rx$  首先送到乘法器 10，该乘法器 10 将收到的信号向量  $Rx$  与电压控制振荡器（VCO）20 生成的射频载波相乘，以将该信号向量  $Rx$  转变成基带信号向量；然后，模数转换单元（ADC）30 将乘法器 10 输出的基带信号向量转换成数字基带信号向量  $r$ ；接着，小区搜索单元 40 对模数转换单元 30 输出的数字基带信号向量  $r$  进行同步处理，信道估算单元 50 对经过同步的数字基带信号向量  $r$ ，使用常规的信道估算方法，计算各个传输路径的信道冲击响应，并由计算得到的传输路径的信道冲击响应构成信道冲击响应矩阵；接下来，噪声方差估算单元 60 根据信道估算单元 50 估算得到的信道冲击响应矩阵、模数转换单元 30 输出的数字基带信号向量  $r$  以及小区搜索单元 40 获取的基本训练序列  $s$ ，计算数字基带信号向量  $r$  的噪声方差；最后，数据检测单元 70 根据噪声方差估算单元 60 计算得到的噪声方差，使用常规的数据检测方法，比如多用户检测方法和 turbo 码解码方法等，从数字基带信号向量  $r$  中获取需要的用户信号。

图 4 是噪声方差估算单元 60 的模块方框图。如图 4 所示，噪声方差估算单元 60 包括：

均衡单元 601，用于根据信道估算单元 50 计算得到的信道冲击响应矩阵  $H$ 、模数转换单元 30 输出的数字基带信号向量  $r$ ，使用等式

（3）计算所述数字基带信号向量  $r$  所包含训练序列的最大似然估计值  $\hat{s}$ ；

噪声估计单元 602，用于根据均衡单元 601 计算得到的所述数字基带信号向量  $r$  所包含训练序列的最大似然估计值  $\hat{s}$  和基本训练序列  $s$ ，即：所述数字基带信号向量  $r$  所包含训练序列的已知值，使用等式（4）计算所述数字基带信号向量  $r$  所包含噪声向量的估计值  $n'$ ；

噪声功率计算单元 603，用于根据噪声估计单元 602 计算得到的所述数字基带信号向量  $r$  所包含噪声向量的估计值  $n'$ ，使用等式  $p_n^2 = (n')^H (n')$  计算噪声向量的估计值  $n'$  的功率  $p_n^2$ ；

均衡校正单元 604, 用于计算矩阵( $(H^H H)^{-1}$ )的迹 cf, 也即  $cf=trace((H^H H)^{-1})$ ;

噪声功率校正单元 605, 用于根据噪声功率计算单元 603 计算得到的所述数字基带信号向量  $r$  所包含噪声向量的估计值  $n'$  的功率  $p_n^2$  以及均衡校正单元 604 计算得到的迹 cf, 使用等式  $\sigma^2 = p_n^2/cf$  计算噪声方差  $\sigma^2$ 。

### 有益效果

综上所述, 由于在本发明提供的用于无线通信体系的噪声方差估算方法及装置中, 使用训练序列来计算噪声方差, 因此计算得到的噪声方差能满足更高精度要求的应用。

本领域技术人员应当理解, 本发明所公开的用于无线通信体系的噪声方差估算方法及装置, 可以在不脱离本发明内容的基础上做出各种改进。因此, 本发明的保护范围应当由所附的权利要求书的内容确定。

## 说 明 书 附 图

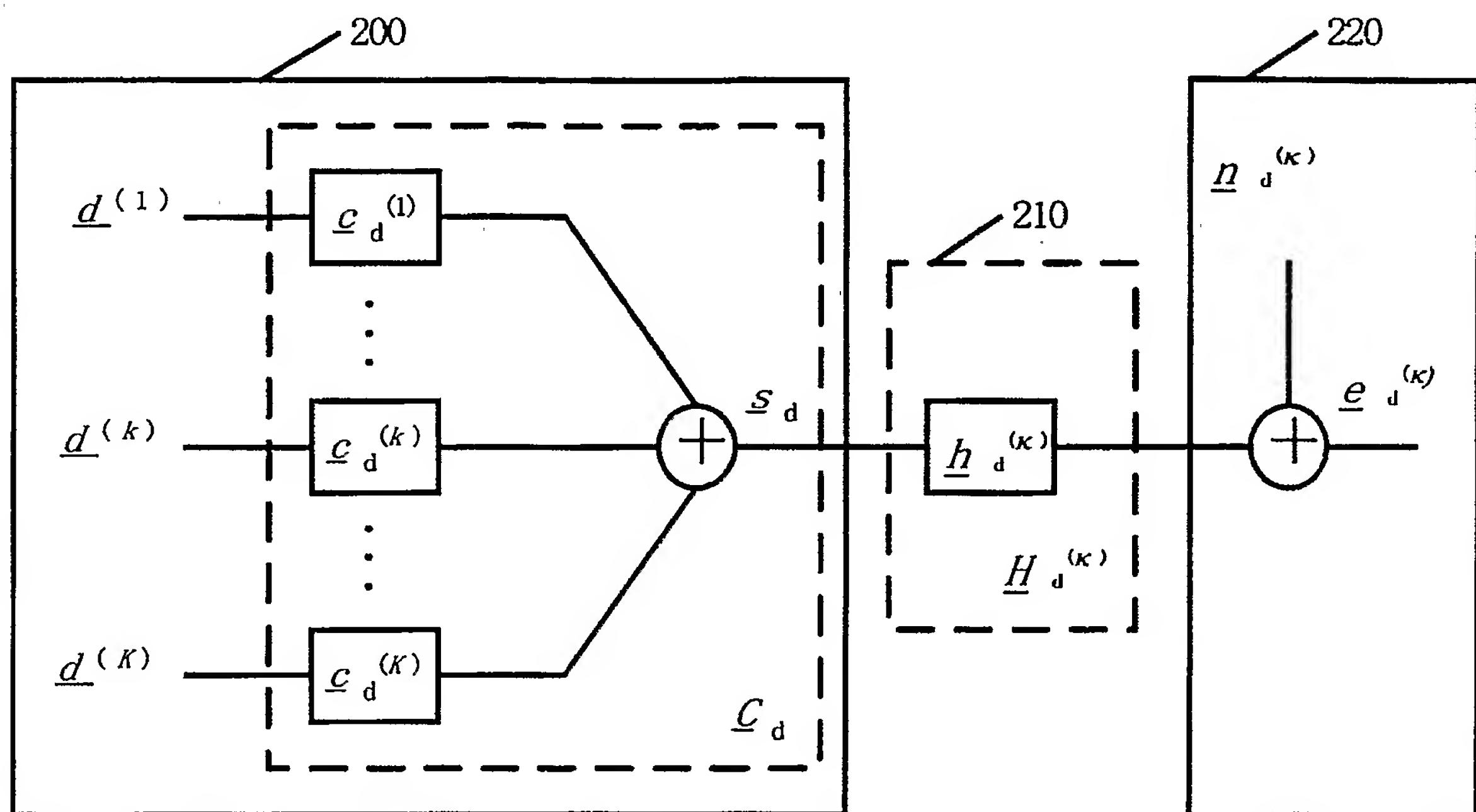


图 1

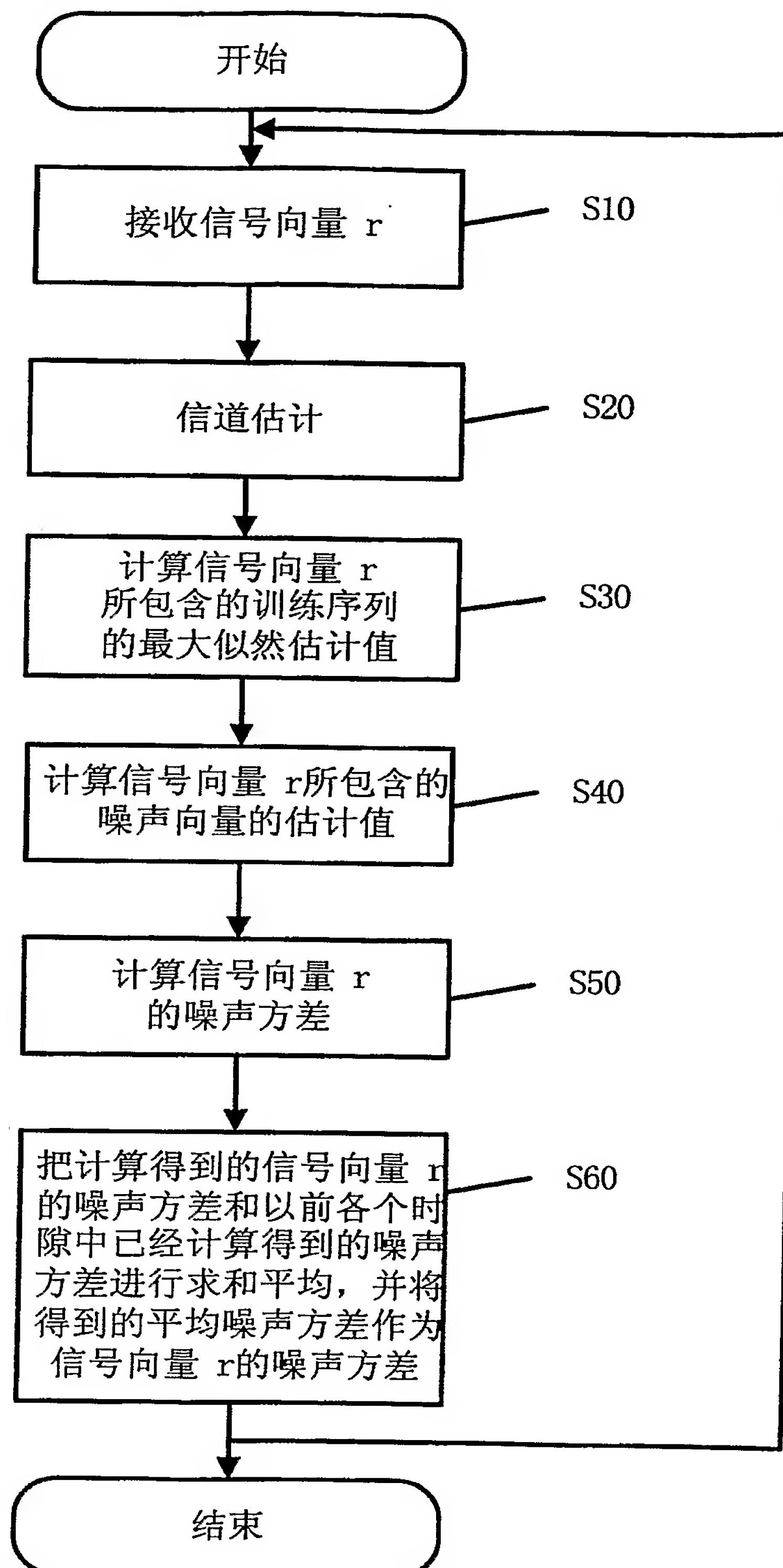


图 2

03.12.05

030076 /CNPHI0046

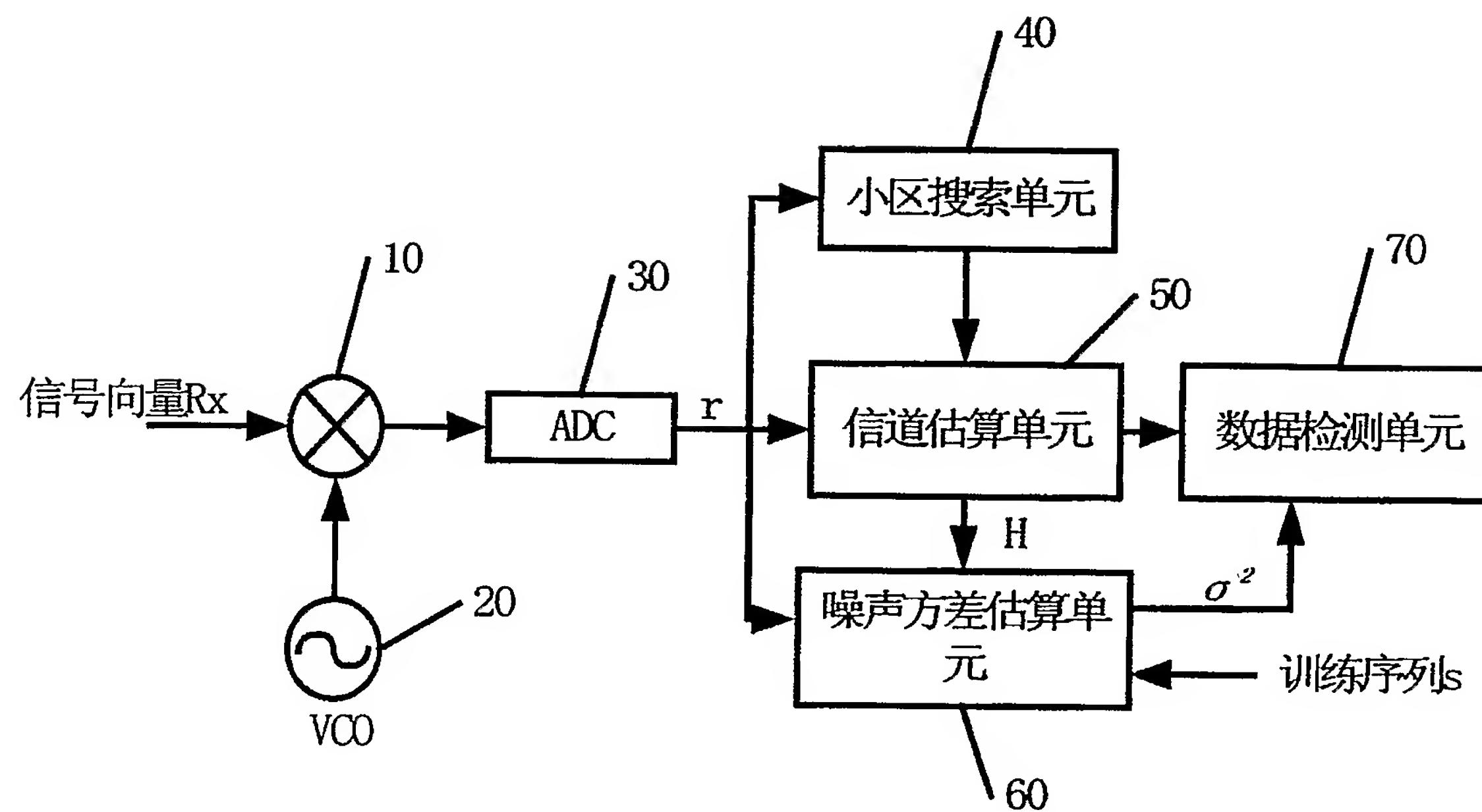


图 3

03.12.05

030076 /CNPHI0046

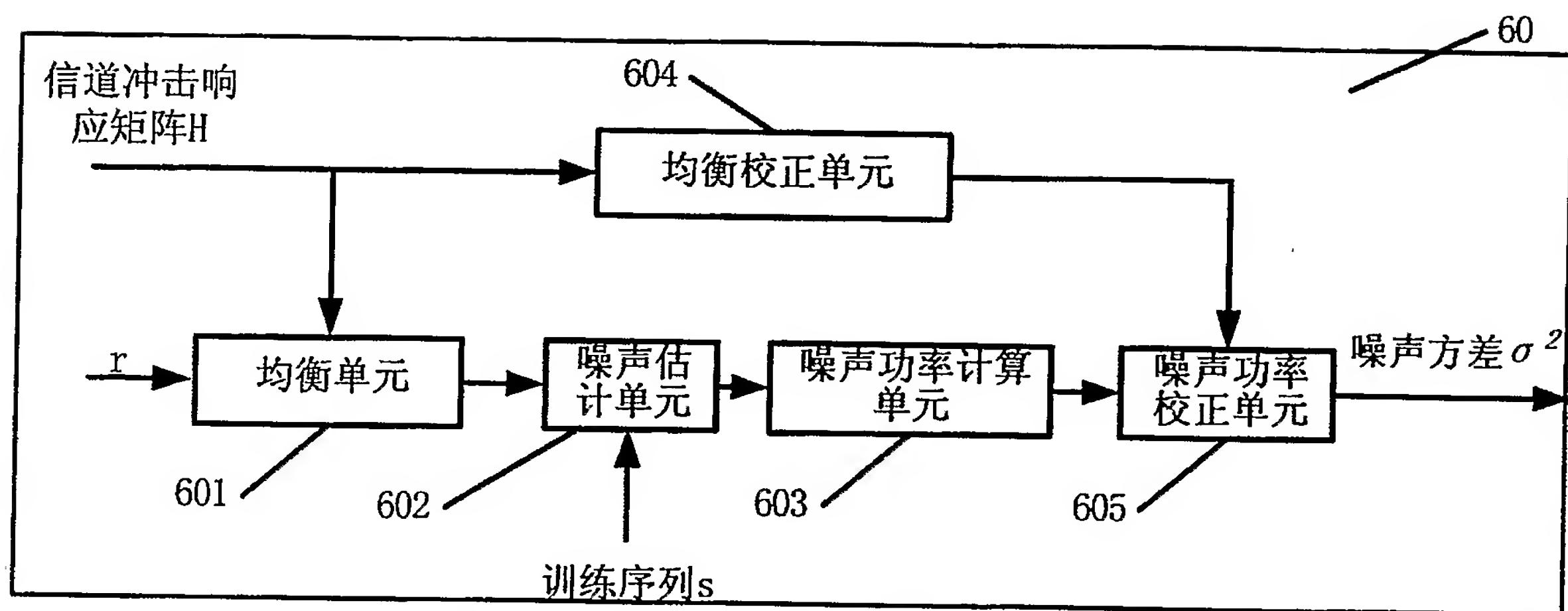


图 4